

Japanese Patent Application No. 2002-307136 that cited the description of the present invention has been withdrawn. Therefore, please submit Japanese Patent Publication No. 2004-166260 (Japanese Patent Application No. 2003-361905) as an IDS instead of Japanese Application No. 2002-307136 which is the priority application of Japanese Patent Application No. 2003-361905.

PATENT ABSTRACTS OF JAPAN

(11)Publication number : 2004-166260
 (43)Date of publication of application : 10.06.2004

(51)Int.Cl. H03D 7/14

(21)Application number : 2003-361905
 (22)Date of filing : 22.10.2003

(71)Applicant : NEC CORP
 (72)Inventor : KISHIMOTO SHUYA
 MARUHASHI KENICHI
 ITO MASAHIRO
 OHATA KEIICHI

(30)Priority

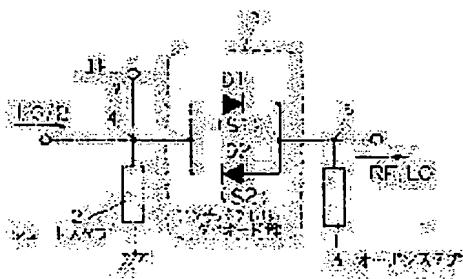
Priority number : 2002307136 Priority date : 22.10.2002 Priority country : JP

(54) MIXER CIRCUIT

(57)Abstract:

PROBLEM TO BE SOLVED: To provide a mixer circuit which is suitable to be used for a self-heterodyne communication scheme to obtain a local oscillation signal and an RF signal of the same degree with great power, and reduces fluctuation of the transmission power of the local oscillation signal with respect to input power of an IF signal to the mixer circuit.

SOLUTION: The mixer circuit has: a first circuit having a diode characteristic; and a second circuit of which impedance is different from that of the first circuit and which has a diode characteristics of a polarity opposed to that of the first circuit and is parallel connected with the first circuit. The first circuit may have a first diode, and the second circuit may also have a second diode whose junction area is different from that of the first diode.



(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 公開特許公報(A)

(11) 特許出願公開番号

特開2004-166260

(P2004-166260A)

(43) 公開日 平成16年6月10日(2004.6.10)

(51) Int.C1.⁷
H03D 7/14F1
H03D 7/14

テーマコード(参考)

B

審査請求 未請求 請求項の数 16 O.L (全 18 頁)

(21) 出願番号 特願2003-361905 (P2003-361905)
 (22) 出願日 平成15年10月22日 (2003.10.22)
 (31) 優先権主張番号 特願2002-307136 (P2002-307136)
 (32) 優先日 平成14年10月22日 (2002.10.22)
 (33) 優先権主張国 日本国 (JP)

(71) 出願人 000004237
 日本電気株式会社
 東京都港区芝五丁目7番1号
 (74) 代理人 100123788
 弁理士 宮崎 昭夫
 (74) 代理人 100088328
 弁理士 金田 暢之
 (74) 代理人 100106297
 弁理士 伊藤 克博
 (74) 代理人 100106138
 弁理士 石橋 政幸
 (72) 発明者 岸本 修也
 東京都港区芝五丁目7番1号 日本電気株式会社内

最終頁に続く

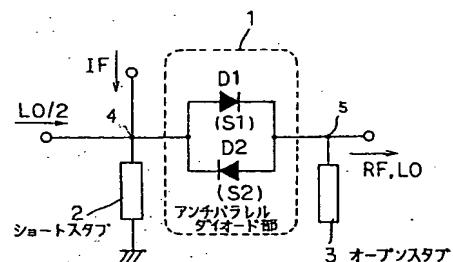
(54) 【発明の名称】ミキサ回路

(57) 【要約】

【課題】 局部発振信号とRF信号とが、同程度で、かつ大きな電力で得られる、自己ヘテロダイイン通信方式において好適なミキサ回路を提供する。また、ミキサ回路に対するIF信号の入力電力に対して局部発振信号の送信電力の変動が少ないミキサ回路を提供する。

【解決手段】 ダイオード特性を有する第1の回路と、第1の回路とインピーダンスが異なり、かつ第1の回路と逆極性のダイオード特性を有する、第2の回路と並列に接続された第2の回路とを有する構成とする。

【選択図】 図1



【特許請求の範囲】**【請求項 1】**

ダイオード特性を有する第1の回路と、
前記第1の回路とインピーダンスが異なり、かつ前記第1の回路と逆極性のダイオード特性を有する、前記第1の回路と並列に接続された第2の回路と、
を有するミキサ回路。

【請求項 2】

前記第1の回路は、

第1のダイオードを有し、

前記第2の回路は、

前記第1のダイオードと接合面積が異なる第2のダイオードを有する請求項1記載のミキサ回路。

10

【請求項 3】

前記第1の回路は、

第1のダイオードを有し、

前記第2の回路は、

第2のダイオードを有し、

前記第1の回路及び第2の回路のうち、少なくともいずれか一方にインピーダンス素子を有する請求項1記載のミキサ回路。

【請求項 4】

20

前記インピーダンス素子は、

伝送線路である請求項3記載のミキサ回路。

【請求項 5】

前記インピーダンス素子は、

抵抗器である請求項3記載のミキサ回路。

【請求項 6】

前記第1の回路は、

第1のダイオード及び第1のインピーダンス素子を有し、

前記第2の回路は、

第2のダイオード及び前記第1のインピーダンス素子とインピーダンスが異なる第2のインピーダンス素子を有する請求項1記載のミキサ回路。

30

【請求項 7】

前記第1のインピーダンス素子及び第2のインピーダンス素子は、

特性インピーダンスが等しく、線路長が異なる伝送線路である請求項6の記載のミキサ回路。

【請求項 8】

前記第1のインピーダンス素子及び第2のインピーダンス素子は、

特性インピーダンスが異なる伝送線路である請求項6の記載のミキサ回路。

【請求項 9】

前記第1のインピーダンス素子及び第2のインピーダンス素子は、

抵抗器である請求項6記載のミキサ回路。

40

【請求項 10】

ダイオード特性を有する第1の回路と、

前記第1の回路と逆極性のダイオード特性を有する、前記第1の回路と並列に接続された第2の回路と、

を有し、

前記第1の回路は、

第1のダイオードを備え、

前記第2の回路は、

前記第1のダイオードと順方向立上り電圧が異なる第2のダイオードを備えたミキサ回

50

路。

【請求項 1 1】

前記第 1 の回路は、

第 1 のダイオードを有し、

前記第 2 の回路は、

第 2 のダイオードを有し、

前記第 1 のダイオード及び第 2 のダイオードのうち、少なくともいずれか一方には、同極性で、かつ直列に接続される第 3 のダイオードを有する請求項 1 乃至 1 0 のいずれか 1 項記載のミキサ回路。

【請求項 1 2】

10

前記第 1 の回路は、

第 1 のダイオードを有し、

前記第 2 の回路は、

第 2 のダイオードを有し、

前記第 1 のダイオード及び第 2 のダイオードのうち、少なくともいずれか一方には、同極性で、かつ並列に接続される第 3 のダイオードを有する請求項 1 乃至 1 0 のいずれか 1 項記載のミキサ回路。

【請求項 1 3】

20

前記第 1 の回路と前記第 2 の回路の接続端のうち、少なくともいずれか一方から所定のバイアス電圧を印加するためのバイアス回路を有する請求項 1 乃至 1 2 のいずれか 1 項記載のミキサ回路。

【請求項 1 4】

前記第 1 の回路と前記第 2 の回路の一方の接続端から第 1 の信号及び第 2 の信号が入力され、前記第 1 の回路と前記第 2 の回路の他方の接続端から前記第 1 の信号と第 2 の信号が混合された第 3 の信号及び前記第 1 の信号の高調波である第 4 の信号が出力され、

前記第 3 の信号の電力レベルが、

前記第 4 の信号の 1 dB 利得圧縮点から該 1 dB 利得圧縮点 - 13 dB の範囲内である請求項 1 乃至 1 3 のいずれか 1 項記載のミキサ回路。

【請求項 1 5】

30

前記第 3 の信号及び前記第 4 の信号の出力電力レベルが等しい請求項 1 4 記載のミキサ回路。

【請求項 1 6】

請求項 1 4 または 1 5 に記載のミキサ回路と、

前記第 3 の信号及び前記第 4 の信号を増幅する電力増幅器と、
を有する無線通信装置。

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0 0 0 1】

本発明は自己ヘテロダイン通信方式の無線通信装置に用いて好適なミキサ回路に関する

40

【背景技術】

【0 0 0 2】

一般に、無線通信装置では、比較的低い周波数である信号処理用の I F (Intermediate Frequency) 信号から比較的高い周波数である送信用の R F (Radio Frequency) 信号への周波数変換、あるいは R F 信号から I F 信号への周波数変換のために局部発振信号（以下、LO 信号と称す）が用いられる。

【0 0 0 3】

マイクロ波やミリ波帯等の高周波帯を使用する無線通信装置では、LO 信号の周波数が高くなることから、位相雑音が低く、安定して発振する局部発振回路の実現が困難であり、これが無線通信装置のコストを上昇させる要因となる。そこで、非特許文献 1 には送信

50

装置から R F 信号と共に L O 信号を送信する自己ヘテロダイン通信方式が提案されている。

【0004】

図 15 は自己ヘテロダイン通信方式の構成を示す模式図である。

【0005】

図 15 に示すように、自己ヘテロダイン通信方式は、送信装置 200 に、L O 信号を用いて I F 信号から R F 信号に周波数変換するミキサ回路 201 とミキサ回路 201 の出力信号を送信電力まで増幅する電力増幅器 202 とを備え、受信装置 300 に、送信された R F 信号及び L O 信号から I F 信号を再生する検波器を備えた構成である。このような構成では、受信装置 300 側で L O 信号を生成する局部発振回路が不要になるため、受信装置 300 の小型化、低コスト化を実現できる。

10

【0006】

ところで、非特許文献 2 によれば、自己ヘテロダイン通信方式では、送信電力が一定という条件下で受信搬送波電力対雑音電力比を高めるために、R F 信号と L O 信号の送信電力を同程度にすることが望ましい。また、自己ヘテロダイン通信方式の受信装置 300 では、一般に受信した L O 信号の電力レベルができるだけ一定であることが望ましい。

【0007】

しかしながら、ミキサ回路を簡易な単一のダイオードで構成すると、R F 信号に比べて L O 信号の出力電力が大きくなってしまう。そこで、自己ヘテロダイン通信方式では L O 信号の出力電力を抑制できるバランスミキサ回路が用いられる。

20

【0008】

小型なバランスミキサ回路としては、例えば非特許文献 3 に記載された、2 つのダイオードを並列にかつ逆極性に接続したアンチパラレルダイオード部を有する偶高調波型のミキサ回路が知られている。

【0009】

図 16 は従来のアンチパラレルダイオード部を有するミキサ回路の構成を示す回路図である。図 17 は図 16 に示したミキサ回路の特性を示す図であり、同図 (a) は電流電圧特性を示すグラフ、同図 (b) は出力波形を示す波形図、同図 (c) は出力信号の周波数特性を示すグラフである。

30

【0010】

図 16 に示すように、従来のミキサ回路は、アンチパラレルダイオード部 101 と、アンチパラレルダイオード部 101 の入力端と接地電位間に挿入されたショートスタブ 102 と、アンチパラレルダイオード部 101 の出力端に一端が接続され、他端が開放されたオープンスタブ 103 とを有する構成である。

【0011】

図 16 に示すアンチパラレルダイオード部 101 の入力端には、I F 信号及び L O 信号の 1/2 の周波数信号（以下、L O/2 信号と称す）がそれぞれ入力され、アンチパラレルダイオード部 101 の出力端からは R F 信号及び L O 信号がそれぞれ出力される。

40

【0012】

ショートスタブ 102 は、接続点 104 が L O/2 信号でオープンとなり、その 2 倍波信号である L O 信号でショートする、例えば、L O 信号の 1/2 波長の電気長に等しい長さで形成される。また、オープンスタブ 103 は、接続点 105 が L O/2 信号でショートし、その 2 倍波信号である L O 信号でオープンとなる、例えば、L O 信号の 1/2 波長の電気長に等しい長さで形成される。

【0013】

従来のアンチパラレルダイオード部 101 は、特性が等しい 2 つのダイオード D101、D102 で構成されているため、図 17 (a) に示すようにグラフの原点 0 に対して対称な入力電圧対出力電流特性を備え、正弦波信号入力に対して図 17 (b) に示すように正負の最大電流値 (I_{max}) が等しい信号波形が出力される。このとき、出力信号の周波数成分は、図 17 (c) に示すように入力信号の周波数 f_0 と、その奇数高調波 $3f_0$ 、

50

5f0、…であり、偶数高調波2f0、4f0、…は抑制される。

【0014】

このような特性を有するミキサ回路にLO/2信号及びIF信号をそれぞれ入力すると、ミキサ回路はそれらの信号を周波数混合した

【0015】

【数1】

$$f_{RF} = \frac{mf_{LO}}{2} \pm nf_{IF} \quad \cdots (1)$$

10

の関係式を満たす信号を出力する。

【0016】

ここで、 f_{RF} は出力信号（RF信号）の周波数、 $f_{LO/2}$ はLO/2信号の周波数、 f_{IF} はIF信号の周波数、m、nは整数である。なお、式(1)から分かるように、出力信号には、IF信号（m=0のとき）とその高調波、及びLO/2信号（n=0のとき）とその高調波も含まれる。

【0017】

但し、ミキサ回路の出力には、上述したように

【0018】

【数2】

20

$$m+n = 2k+1 \quad \cdots (2)$$

の関係を満たす奇数高調波の周波数成分のみが出力され、

【0019】

【数3】

$$m+n = 2k \quad \cdots (3)$$

30

の関係を満たす偶数高調波の周波数成分は抑制される（kは正の整数）。

【0020】

図1-6に示したミキサ回路を実際に用いる場合、多数の周波数成分から成る出力信号のうち、比較的変換利得が高い、m=2、n=1の周波数のRF信号が多く利用される。このため、ミキサ回路に入力する局部発振信号は、送信するLO信号の1/2の周波数でよい。

【非特許文献1】Yozo Shoji, et al., "60GHz Band 64QAM/OFDM Terrestrial Digital Broadcasting Signal Transmission by Using Millimeter-Wave Self-Heterodyne System", IEEE TRANSACTIONS ON BROADCASTING, VOL. 47, pp. 218-227, 2001.

【非特許文献2】莊司洋三、他2名、「ミリ波自己ヘテロダイン通信システムの提案」、社団法人電子情報通信学会、信学技報RCS2000-30、p. 1-8

40

【非特許文献3】Kenji Itoh, et al., "A 40GHz Band Monolithic Harmonic Mixer With An Antiparallel Diode Pair", IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest, pp. 879-882, 1991.

【発明の開示】

【発明が解決しようとする課題】

【0021】

上述したように自己ヘテロダイン通信方式ではRF信号とLO信号とを同程度の電力で送信するという最適条件を満たすことが望ましい。また、自己ヘテロダイン通信方式の受信装置では、受信したLO信号の電力レベルができるだけ一定であることが望ましい。

【0022】

50

しかしながら、図16に示したミキサ回路では、上述した式(3)を満たす周波数のL.O.信号(例えば、 $m=2$ 、 $n=0$)が抑制されてしまうため、最適条件を満たす出力電力が小さくなり、大きな電力のRF信号及びL.O.信号が得られないという問題がある。

【0023】

具体的には、最適条件を満たすミキサ回路からのRF信号及びL.O.信号の出力電力は-45dBm程度であるため、例えば送信電力を5dBmとするためには、ミキサ回路の後段に配置する電力増幅器の利得を50dBにしなければならない。このように大きな利得は電力増幅器を多段構成にしなければ得られないため、回路規模が大きくなり、送信装置が高価になっていた。

【0024】

本発明は上記したような従来の技術が有する問題点を解決するためになされたものであり、局部発振信号とRF信号どが、同程度で、かつ大きな電力で得られる、自己ヘテロダイイン通信方式に用いて好適なミキサ回路を提供することを目的とする。

10

【0025】

また、本発明の他の目的は、ミキサ回路に対するIF信号の入力電力に対して局部発振信号の送信電力の変動が少ないミキサ回路を提供することにある。

【課題を解決するための手段】

【0026】

上記目的を達成するため本発明のミキサ回路は、ダイオード特性を有する第1の回路と、前記第1の回路とインピーダンスが異なり、かつ前記第1の回路と逆極性のダイオード特性を有する、前記第1の回路と並列に接続された第2の回路と、を有する構成である。

20

【0027】

ここで、前記第1の回路は、

第1のダイオードを有し、

前記第2の回路は、

前記第1のダイオードと接合面積が異なる第2のダイオードを有していてもよい。

【0028】

また、前記第1の回路は、

第1のダイオードを有し、

前記第2の回路は、

第2のダイオードを有し、

30

前記第1の回路及び第2の回路のうち、少なくともいずれか一方にインピーダンス素子を有していてもよく、

前記インピーダンス素子は、

伝送線路あるいは抵抗器であることが望ましい。

【0029】

また、前記第1の回路は、

第1のダイオード及び第1のインピーダンス素子を有し、

40

前記第2の回路は、

第2のダイオード及び前記第1のインピーダンス素子とインピーダンスが異なる第2のインピーダンス素子を有していてもよく、

前記第1のインピーダンス素子及び第2のインピーダンス素子は、

特性インピーダンスが等しく、線路長が異なる伝送線路、特性インピーダンスが異なる伝送線路、または抵抗器であることが望ましい。

【0030】

また、本発明の他のミキサ回路は、ダイオード特性を有する第1の回路と、

前記第1の回路と逆極性のダイオード特性を有する、前記第1の回路と並列に接続された第2の回路と、

50

を有し、

前記第1の回路は、
第1のダイオードを備え、
前記第2の回路は、
前記第1のダイオードと順方向立上り電圧が異なる第2のダイオードを備えた構成である。

【0031】

上記ミキサ回路は、
前記第1の回路として第1のダイオードを有し、
前記第2の回路として第2のダイオードを有し、
前記第1のダイオード及び第2のダイオードのうち、少なくともいずれか一方には、同極性で、かつ直列に接続される第3のダイオードを有してもよい、
前記第1のダイオード及び第2のダイオードのうち、少なくともいずれか一方には、同極性で、かつ並列に接続される第3のダイオードを有してもよい。

【0032】

さらに、前記第1の回路と前記第2の回路の接続端のうち、少なくともいずれか一方から所定のバイアス電圧を印加するためのバイアス回路を有してもよい。

【0033】

また、上記ミキサ回路は、前記第1の回路と前記第2の回路の一方の接続端から第1の信号及び第2の信号が入力され、前記第1の回路と前記第2の回路の他方の接続端から前記第1の信号と第2の信号が混合された第3の信号及び前記第1の信号の高調波である第4の信号が出力され、

前記第3の信号の電力レベルが、

前記第4の信号の1dB利得圧縮点から該1dB利得圧縮点-13dBの範囲内であることが望ましく、

前記第3の信号及び前記第4の信号の出力電力レベルが等しいことがより望ましい。

【0034】

一方、本発明の無線通信装置は、上記ミキサ回路と、
前記第3の信号及び前記第4の信号を増幅する電力増幅器と、
を有する構成である。

【発明の効果】

【0035】

上記のように構成されたミキサ回路では、ダイオード特性を有する第1の回路と、第1の回路とインピーダンスが異なり、かつ第1の回路と逆極性のダイオード特性を有する、第1の回路と並列に接続された第2の回路とを有することで、第1の回路と第2の回路に流れる電流の振幅値が異なり、さらに位相差も180°ではなくなる。

【0036】

したがって、従来のミキサ回路が備えていた局部発振信号の抑制効果が低減されて出力電力が上昇するため、第1の回路と第2の回路のインピーダンス値を適宜選択することで局部発振信号とRF信号の出力電力比を調整できる。よって、局部発振信号とRF信号の出力電力を同程度で、かつ従来に比べて大きな値に設定できる。

【0037】

また、第1の回路及び第2の回路のうち、少なくともいずれか一方にインピーダンス素子を有し、インピーダンス素子として抵抗器を用いた構成では、自己バイアス効果によりダイオードに印加される電圧がほぼ一定となる。そのため、I-F信号の高入力電力時における局部発振信号の出力電力の低下が抑制される。

【0038】

また、本発明の無線通信装置では、第1の回路と第2の回路の一方の接続端から第1の信号及び第2の信号が入力され、第1の回路と第2の回路の他方の接続端から第1の信号と第2の信号が混合された第3の信号及び第1の信号の高調波である第4の信号が出力さ

れる上記ミキサ回路と、第3の信号及び前記第4の信号を増幅する電力増幅器とを有することで、ミキサ回路から従来よりも大きく、かつ同程度の出力電力の局部発振信号及びRF信号が得られるため、電力増幅器の利得を小さくすることが可能になる。したがって、低価格で安定して動作する無線通信装置が得られる。

【発明を実施するための最良の形態】

【0039】

次に本発明について図面を参照して説明する。

【0040】

(第1の実施の形態)

図1は本発明のミキサ回路の第1の実施の形態の構成を示す回路図である。

10

【0041】

第1の実施の形態のミキサ回路は、アンチパラレルダイオード部がp-n接合型のダイオードD1、D2で構成され、ダイオードD1の接合面積S1とダイオードD2の接合面積S2とが異なる構成である。その他の構成は図16に示した従来のミキサ回路と同様である。

【0042】

すなわち、本実施形態のミキサ回路は、接合面積が異なるダイオードD1及びダイオードD2を有するアンチパラレルダイオード部1と、アンチパラレルダイオード部1の入力端と接地電位間に挿入されたショートスタブ2と、アンチパラレルダイオード部1の出力端に一端が接続され、他端が開放されたオープンスタブ3とを有する構成である。

20

【0043】

ショートスタブ2は、接続点4がLO/2信号でオープンとなり、その2倍波信号であるLO信号でショートする、例えば、LO信号の1/2波長の電気長に等しい長さで形成される。また、オープンスタブ3は、接続点5がLO/2信号でショートし、その2倍波信号であるLO信号でオープンとなる、例えば、LO信号の1/2波長の電気長に等しい長さで形成される。

【0044】

上述した非特許文献3によれば、図16に示した従来のミキサ回路は、アンチパラレルダイオード部が同じ特性の2つのダイオードで構成されているため、LO/2信号及びIF信号の過数高調波によって2つのダイオードに流れる電流は、同じ振幅で、かつ位相が逆になる。このことによりLO/2信号の2倍波信号(LO信号)の出力が抑制される。本実施形態のミキサ回路では、ダイオードD1とダイオードD2の接合面積を変えることで、それぞれのインピーダンスの値が異なるようにする。

30

【0045】

図2は、ダイオードD1、D2の接合面積比S1/S2を、例えば0.5としたときのミキサ回路の電流電圧特性を示すグラフである。

【0046】

図2を参照すると、ダイオードD1、D2の接合面積比S1/S2が0.5のミキサ回路に対して、順方向に電圧を印加(1.2V)した場合の出力電流値は14mAであり、逆方向に電圧を印加(-1.2V)した場合の出力電流値は-8mAとなる。すなわち、ダイオードD1、D2の接合面積を変えることでダイオードD1とダイオードD2のインピーダンスを異なる値に設定できることが分かる。このようにダイオードD1とダイオードD2の接合面積を変えてインピーダンスの値が異なるようになると、ダイオードD1に流れる電流Id1とダイオードD2に流れる電流Id2の振幅値が異なり、さらに位相差も180°ではなくなる。したがって、従来のミキサ回路が備えていたLO信号の抑制効果が低減されてLO信号の出力電力が上昇する。

40

【0047】

図3は、ダイオードD1、D2の接合面積比S1/S2に対する、LO信号の出力電力P_{LO}(図中実線A)とRF信号の出力電力P_{RF}(図中実線B)のシミュレーション結果を示している。

50

【0048】

図3に示すように、本実施形態のミキサ回路では、接合面積比 S_1/S_2 が「1」から離れるにしたがって LO 信号の出力電力 P_{LO} が上昇し、RF 信号の出力電力 P_{RF} が減少する。したがって、接合面積比 S_1/S_2 を適宜選択することで LO 信号と RF 信号の出力電力比を調整できるため、LO 信号と RF 信号の出力電力を同程度で、かつ従来に比べて大きな値に設定できる。

【0049】

図4は、本実施形態のミキサ回路の、IF 信号の入力電力 P_{IF} に対する LO 信号の出力電力 P_{LO} (図中実線C) 及び RF 信号の出力電力 P_{RF} (図中実線D) の測定結果を示している (但し、接合面積比 $S_1/S_2 = 0.5$)。比較のため、図4では、従来 (接合面積比 $S_1/S_2 = 1$) の LO 信号の出力電力 P_{LO} (図中破線E) 及び RF 信号の出力電力 P_{RF} (図中破線F) もそれぞれプロットしている。なお、測定条件は、RF 信号の周波数 $f_{RF} = 60\text{GHz}$ 、LO 信号の周波数 $f_{LO} = 59\text{GHz}$ であり、LO/2 信号の出力電力 $P_{LO/2} = 10\text{dBm}$ とする。

10

【0050】

図4から分かるように、従来のミキサ回路では、RF 信号の出力電力 P_{RF} と LO 信号の出力電力 P_{LO} とがほぼ等しくなるときの値は、およそ -45dBm であった。それに対して本実施形態のミキサ回路では、およそ -23dBm である。したがって、従来に比べて約 22dB 改善された。

20

【0051】

上述したようにミキサ回路からの RF 信号の出力電力 P_{RF} 及び LO 信号の出力電力 P_{LO} は、大きい方が後段に配置する電力増幅器の利得が小さくできる。したがって、無線通信装置で本実施形態のミキサ回路を用いれば、ミキサ回路から従来よりも大きく、かつ同程度の出力電力の局部発振信号及び RF 信号が得られるため、電力増幅器の利得を小さくすることが可能になる。よって、低価格で安定して動作する無線通信装置が得られる。

30

【0052】

LO 信号の出力電力 P_{LO} は、アンチパラレルダイオード部1のダイオードD1、D2の接合面積比 S_1/S_2 を小さな値にするほど増大するため、上記理由により接合面積比 S_1/S_2 は小さい値に設定することが好ましい。

30

【0053】

しかしながら、LO 信号をあまり大きくすると、RF 信号の出力電力 P_{RF} の P_{1dB} (1dB 利得圧縮点) を越えてしまう (図5参照)。そこで、本実施形態では、LO 信号の出力電力 P_{LO} が RF 信号の出力電力 P_{RF} の P_{1dB} 以下となるように接合面積比 S_1/S_2 を選択する。

40

【0054】

一方、近年の送信信号の歪みに対して要求される最も厳しい条件は、RF 信号の出力電力 P_{RF} の P_{1dB} よりも 13dB 低い電力で送信することである (図5の 13dB Back off)。この場合、LO 信号の出力電力 P_{LO} も RF 信号の出力電力 P_{RF} の P_{1dB} よりも 13dB 低い送信電力に制限される。

40

【0055】

したがって、本実施形態では、ミキサ回路からの LO 信号の出力電力 P_{LO} が、RF 信号の出力電力 P_{RF} の P_{1dB} から $P_{1dB} - 13\text{dB}$ の範囲内になるようにアンチパラレルダイオード部1のダイオードD1、D2の接合面積比 S_1/S_2 を選択する。

50

【0056】

なお、本実施形態では、アンチパラレルダイオード部1が、2つのダイオードD1、D2で構成される例を示したが、ダイオードD1、またはダイオードD2の少なくともいずれか一方に対して、並列に、かつ同極性で1つ以上のダイオードを接続する構成でも、並列接続するダイオード数が異なっていれば、上記ダイオードD1、D2の接合面積比を変える場合と同様の効果を得ることができる。その場合、ダイオードD1側とダイオードD2側の接合面積の合計値が異なれば、ダイオードD1、ダイオードD2、及び並列接続す

50

る各ダイオードの個々の接合面積は同一であってもよく、異なっていてもよい。

【0057】

(第2の実施の形態)

図6は本発明のミキサ回路の第2の実施の形態の構成を示す回路図であり、図7は図6に示したインピーダンス素子として伝送線路を用いた構成を示す回路図である。

【0058】

図6に示すように、第2の実施の形態のミキサ回路は、アンチパラレルダイオード部1として、ダイオードD1と第1のインピーダンス素子113が直列に接続された第1のダイオード回路111と、ダイオードD2と第2のインピーダンス素子114が直列に接続された第2のダイオード回路112とを有する構成である。

10

【0059】

第1のダイオード回路111及び第2のダイオード回路112は、各々が有するダイオードが逆極性となるように並列に接続されている。その他の構成は従来と同様であるため、その説明は省略する。

【0060】

図7に示すように、本実施形態のミキサ回路では、第1のダイオード回路111が有する第1のインピーダンス素子として第1の伝送線路115を用い、第2のダイオード回路112が有する第2のインピーダンス素子として第2の伝送線路116を用いる構成である。第1の伝送線路115及び第2の伝送線路116は、例えば特性インピーダンスが同一で、線路長が異なるパターンで形成される。

20

【0061】

このように、第1のダイオード回路111と第2のダイオード回路112とにそれぞれインピーダンス素子を有することで、第1のダイオード回路111と第2のダイオード回路112のインピーダンスを異なる値に設定できる。

【0062】

したがって、本実施形態のミキサ回路では、第1の実施の形態と同様に、第1の伝送線路115及び第2の伝送線路116の長さを適宜選択することでLO信号とRF信号の出力電力比を調整できるため、LO信号とRF信号の出力電力を同程度で、かつ従来に比べて大きな値に設定できる。

30

【0063】

したがって、第1の実施の形態と同様に、無線通信装置で本実施形態のミキサ回路を用いれば、ミキサ回路から従来よりも大きく、かつ同程度の出力電力の局部発振信号及びRF信号が得られるため、電力増幅器の利得を小さくすることが可能になる。よって、低価格で安定して動作する無線通信装置が得られる。

【0064】

また、第1のインピーダンス素子113及び第2のインピーダンス素子114をそれぞれ伝送線路で構成することで、配線工程だけで第1のダイオード回路111と第2のダイオード回路112のインピーダンスを異なる値にできるため、部品点数や製造工程が増加することが無く、ミキサ回路のコストの上昇が抑制される。

40

【0065】

図8は、本実施形態のミキサ回路の、第1の伝送線路と第2の伝送線路の伝送線路長差に対する、LO信号の出力電力 P_{LO} （図中実線G）及びRF信号の出力電力 P_{RF} （図中実線H）関係の計算結果を示すグラフである。なお、図8のグラフは、ダイオードD1とダイオードD2の特性が同一である場合の計算結果を示している。

【0066】

図8に示すように、本実施形態のミキサ回路は、伝送線路長差の増大に伴ってLO信号の出力電力 P_{LO} が上昇する。一方、RF信号の出力電力 P_{RF} は伝送線路長差の増大に伴つてわずかながら減少する。したがって、第2の実施の形態のミキサ回路においても、第1の伝送線路及び第2の伝送線路の線路長を適宜選択することで、LO信号とRF信号の出力電力を同程度に、かつ従来よりも大きな値に調整することができる。

50

【0067】

なお、本実施形態においても、第1の実施の形態と同様に、ミキサ回路からのL.O.信号の出力電力 P_{L0} が、R.F.信号の出力電力 P_{RF} の P_{1dB} から $P_{1dB} - 13dB$ の範囲内になるように、アンチパラレルダイオード部11の第1のインピーダンス素子113と第2のインピーダンス素子114のインピーダンス比を選択するのが望ましい。

【0068】

また、本実施形態では、第1のダイオード回路111及び第2のダイオード回路112の各々にインピーダンス素子を有する構成を示したが、インピーダンス素子は第1のダイオード回路111または第2のダイオード回路112のいずれか一方に有する構成であつてもよい。

10

【0069】

また、本実施形態では、ダイオードD1に第1のインピーダンス素子113が直列に接続され、ダイオードD2に第2のインピーダンス素子114が直列に接続された構成を示したが、第1のインピーダンス素子113はダイオードD1と並列に接続されていてもよく、第2のインピーダンス素子114はダイオードD2と並列に接続されていてもよい。

【0070】

また、本実施形態では、インピーダンス素子として伝送線路を用いる構成を示したが、第1のインピーダンス素子113及び第2のインピーダンス素子114には、インダクタ、キャパシタ、あるいは抵抗器などの集中定数素子を用いてもよい。

20

【0071】

さらに、本実施形態では、インピーダンス素子として、特性インピーダンスが等しく、線路長が異なる伝送線路を用いる構成を示したが、伝送線路の特性インピーダンスが異なる場合は同じ線路長の伝送線路を用いてもよい。

【0072】

(第3の実施の形態)

図9は本発明のミキサ回路の第3の実施の形態の構成を示す回路図である。

【0073】

第1、第2の実施の形態のミキサ回路では、主としてR.F.信号の出力電力 P_{RF} とL.O.信号の出力電力 P_{L0} とがほぼ等しくなるときの値を大きくするミキサ回路の構成を提案した。さらに、自己ヘテロダイン通信方式の受信装置では、上述したようにL.O.信号の電力レベルをできるだけ一定にすることが望ましい。第3の実施の形態は、I.F.信号電力によらず、L.O.信号の出力電力 P_{L0} をほぼ一定にできるミキサ回路を提案する。

30

【0074】

図9に示すように、第3の実施の形態のミキサ回路は、アンチパラレルダイオード部31として、ダイオードD1と抵抗器117が直列に接続された第1のダイオード回路111と、ダイオードD2を備えた第2のダイオード回路112とを有する構成である。第1のダイオード回路111及び第2のダイオード回路112は、各々が有するダイオードが逆極性となるように並列に接続されている。その他の構成は第2の実施形態と同様であるため、その説明は省略する。

40

【0075】

本実施形態の第1のダイオード回路111では、インピーダンス素子として抵抗器117を用いることで、自己バイアス効果によりダイオードD1に印加される電圧がほぼ一定となる。そのため、第2の実施の形態のミキサ回路と同様の効果に加えて、I.F.信号の高入力電力時におけるL.O.信号の出力電力 P_{L0} の低下が抑制される。

【0076】

図10は第3の実施の形態のミキサ回路のI.F.信号の入力電力 P_{IF} に対するL.O.信号の出力電力 P_{L0} の測定結果を示している。図中実線Mは本実施形態の測定結果を示し、図中波線Nは抵抗を接続しないミキサ回路(第1の実施の形態に相当)の測定結果を示している。ダイオードD1とダイオードD2の接合面積比 S_1/S_2 は0.5である。また、ダイオードD1に直列に接続した抵抗器117の値は50Ωである。なお、測定条件は、R

50

F 信号の周波数 $f_{RF} = 60 \text{ GHz}$ 、 LO 信号の周波数 $f_{LO} = 59 \text{ GHz}$ 、 LO / 2 信号の電力 $P_{LO/2} = 9 \text{ dBm}$ である。

【0077】

図 10 から分かるように、抵抗器 117 を接続しないミキサ回路（図中破線 N）では、LO 信号の出力電力 P_{LO} の変動が 1.1 dB であった。これに対して、本実施形態のミキサ回路（図中実線 M）では、0.2 dB である。したがっておよそ 1 dB 改善された。

【0078】

なお、図 9 では、第 1 のダイオード回路 111 にダイオード D1 と直列に接続される抵抗器 117 を有する構成を示したが、第 2 のダイオード回路 112 にダイオード D2 と直列に接続される抵抗器を有していてもよく、第 1 のダイオード回路 111 及び第 2 のダイオード回路 112 の各々にダイオードと直列に接続される抵抗器を有する構成であってもよい。第 1 のダイオード回路 111 及び第 2 のダイオード回路 112 にダイオード及び抵抗器をそれぞれ有する構成では、第 1 のダイオード回路 111 と第 2 のダイオード回路 112 のインピーダンスを異なる値に設定できれば、第 1 のダイオード D1 と第 2 のダイオード D2 の接合面積は、異なっていてもよく、等しくてもよい。

10

【0079】

（第 4 の実施の形態）

図 11 は本発明のミキサ回路の第 4 の実施の形態の構成を示す回路図である。

【0080】

第 4 の実施の形態のミキサ回路は、アンチパラレルダイオード部 21 のダイオード D1 の順方向立上り電圧 V_{f1} とダイオード D2 の順方向立上り電圧 V_{f2} とが異なる構成である。その他の構成は第 1 の実施の形態と同様であるため、その説明は省略する。

20

【0081】

本実施形態では、ダイオード D1 の順方向立上り電圧 V_{f1} とダイオード D2 の順方向立上り電圧 V_{f2} とを変えるために、例えば、ダイオード D1, D2 として、仕事関数が異なる金属を使用したショットキーダイオードを用いる。

【0082】

図 12 に、本実施形態のミキサ回路の、ダイオードの順方向立上り電圧差に対する、LO 信号の出力電力 P_{LO} (図中実線 I) 及び RF 信号の出力電力 P_{RF} (図中実線 J) のシミュレーション結果を示している。

30

【0083】

図 12 に示すように、本実施形態のミキサ回路では、ダイオード D1, D2 の順方向立上り電圧差の拡大に伴って LO 信号の出力電力 P_{LO} が増加していく。一方、RF 信号の出力電力 P_{RF} は僅かに減少する。したがって、第 4 の実施の形態のミキサ回路の構成でも、アンチパラレルダイオード部 21 のダイオード D1 の順方向立上り電圧 V_{f1} とダイオード D2 の順方向立上り電圧 V_{f2} とを適宜選択することで、第 1, 第 2 の実施の形態と同様に LO 信号と RF 信号の出力電力を大きく、かつ同程度に調整できる。

【0084】

よって、第 1, 第 2 の実施の形態と同様に、無線通信装置で本実施形態のミキサ回路を用いれば、低価格で安定して動作する無線通信装置が得られる。

40

【0085】

なお、ダイオード D1, D2 には p-n 接合型のダイオードを用いてもよい。その場合、ダイオード D1, D2 の P 型半導体または N 型半導体の不純物濃度を変えるか、エネルギー準位の異なる不純物をドーピングすることで V_{f1} と V_{f2} を変えればよい。

【0086】

本実施形態では、アンチパラレルダイオード部が、2 つのダイオード D1, D2 で構成される例を示しているが、ダイオード D1、またはダイオード D2 の少なくともいずれか一方に対して、直列に、かつ同極性で複数のダイオードを接続する構成でも、直列接続するダイオード数が異なっていれば、順方向立上り電圧を変える場合と同様の効果を得ることができる。その場合、ダイオード D1 側とダイオード D2 側の順方向立上り電圧の合計

50

値が異なれば、ダイオードD1、ダイオードD2、及び直列接続する各ダイオードの個々の順方向立上り電圧は同一であつてもよく、異なつていてもよい。

【0087】

また、本実施形態においても、第1の実施の形態と同様に、ミキサ回路からのLO信号の出力電力 P_{LO} が、RF信号の出力電力 P_{RF} の P_{1dB} から $P_{1dB} - 13dB$ の範囲内になるように、アンチパラレルダイオード部21のダイオードD1の順方向立上り電圧 V_{f1} とダイオードD2の順方向立上り電圧 V_{f2} とを選択するのが望ましい。

【0088】

(第5の実施の形態)

図13は本発明のミキサ回路の第5の実施の形態の構成を示す回路図である。

10

【0089】

第5の実施の形態のミキサ回路は、第1の実施の形態～第4の実施の形態のミキサ回路にバイアス回路6を追加した構成である。なお、図13は第2の実施の形態のミキサ回路にバイアス回路を追加した構成を示しているが、第1の実施の形態のミキサ回路、あるいは第3、第4の実施の形態のミキサ回路にバイアス回路を追加した構成であつてもよい。

【0090】

図13に示すように、第5の実施の形態のミキサ回路は、アンチパラレルダイオード部11に対して所定のバイアス電圧を印加するためのバイアス回路6を有し、アンチパラレルダイオード部11の出力端から所定の直流電圧が供給される構成である。

【0091】

バイアス回路6は、直流電圧源61とインダクタンス素子62とを有し、インダクタンス素子62を介して直流電圧源61からアンチパラレルダイオード部11に直流電圧が供給される。このような構成では、高周波帯域においてバイアス回路6はインダクタンス素子62によりオーブンとなる。

20

【0092】

図14は、本実施形態のミキサ回路の、バイアス電圧に対するLO信号の出力電力 P_{LO} (図中実線K)及びRF信号の出力電力 P_{RF} (図中実線L)のシミュレーション結果を示している。なお、シミュレーションはダイオードD1、D2の特性が等しく、インピーダンス素子を接続していない従来と同様構成のミキサ回路を想定して行った。

30

【0093】

図14に示すように、本実施形態のミキサ回路は、バイアス電圧の増加に伴ってLO信号の出力電力 P_{LO} が大幅に上昇する。一方、RF信号の出力電力 P_{RF} はバイアス電圧の増加に伴ってわずかに減少する。したがって、第5の実施の形態のミキサ回路においても、バイアス電圧を適宜選択することでLO信号とRF信号の出力電力を大きく、かつ同程度に調整できる。よって、無線通信装置で本実施形態のミキサ回路を用いれば、低価格で安定して動作する無線通信装置が得られる。

【0094】

なお、本実施形態のミキサ回路は、オーブンスタブが接続されたアンチパラレルダイオード部の出力端からバイアス電圧を供給する構成を示したが、バイアス電圧はアンチパラレルダイオード部の入力端から供給してもよい。この場合、ショートスタブはキャパシタを介して接地電位にショートされる。

40

【0095】

また、本実施形態においても、第1の実施の形態と同様に、ミキサ回路からのLO信号の出力電力 P_{LO} が、RF信号の出力電力 P_{RF} の P_{1dB} から $P_{1dB} - 13dB$ の範囲内になるように、アンチパラレルダイオード部に供給するバイアス電圧を選択するのが望ましい。

【図面の簡単な説明】

【0096】

【図1】本発明のミキサ回路の第1の実施の形態の構成を示す回路図である。

【図2】アンチパラレルダイオード部の2つのダイオードの接合面積比を0.5とした場

50

合のミキサ回路の電流電特性を示すグラフである。

【図3】アンチパラレルダイオード部の2つのダイオードの接合面積比S1/S2に対するLO信号の出力電力とRF信号の出力電力のシミュレーション結果を示すグラフである。

【図4】図1に示したミキサ回路のIF信号の入力電力に対するLO信号の出力電力及びRF信号の出力電力P_{RF}の測定結果を示すグラフである。

【図5】図1に示したミキサ回路の出力電力の範囲を示すIF信号に対するLO信号及びRF信号の出力電力の関係を示すグラフである。

【図6】本発明のミキサ回路の第2の実施の形態の構成を示す回路図である。

【図7】図6に示したインピーダンス素子として伝送線路を用いた構成を示す回路図である。

10

【図8】図7に示した第1の伝送線路と第2の伝送線路の伝送線路長差に対するLO信号の出力電力及びRF信号の出力電力の計算結果を示すグラフである。

【図9】本発明のミキサ回路の第3の実施の形態の構成を示す回路図である。

【図10】第3の実施の形態のミキサ回路のIF信号の入力電力に対するLO信号の出力電力の測定結果を示すグラフである。

【図11】本発明のミキサ回路の第4の実施の形態の構成を示す回路図である。

【図12】図11に示したミキサ回路のダイオードの順方向立上り電圧差に対するLO信号の出力電力及びRF信号の出力電力のシミュレーション結果を示すグラフである。

20

【図13】本発明のミキサ回路の第5の実施の形態の構成を示す回路図である。

【図14】第5の実施の形態のミキサ回路のバイアス電圧に対するLO信号の出力電力及びRF信号の出力電力のシミュレーション結果を示すグラフである。

【図15】自己ヘテロダイイン通信方式の構成を示す模式図である。

【図16】従来のアンチパラレルダイオード部を有するミキサ回路の構成を示す回路図である。

【図17】図16に示したミキサ回路の特性を示す図であり、同図(a)は電流電圧特性を示すグラフ、同図(b)は出力波形を示す波形図、同図(c)は出力信号の周波数特性を示すグラフである。

【符号の説明】

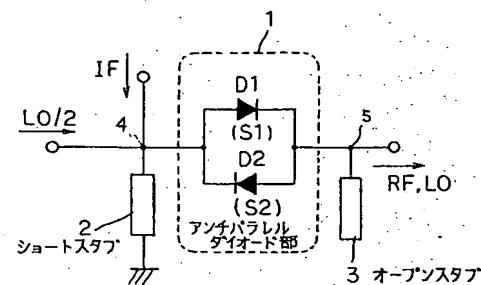
【0097】

30

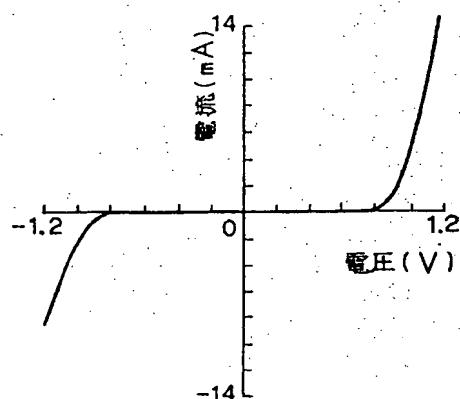
- 1、11、21、31 アンチパラレルダイオード部
- 2 ショートスタブ
- 3 オープンスタブ
- 4、5 接続点
- 6 バイアス回路
- 6.1 直流電圧源
- 6.2 インダクタンス素子
- 11.1 第1のダイオード回路
- 11.2 第2のダイオード回路
- 11.3 第1のインピーダンス素子
- 11.4 第2のインピーダンス素子
- 11.5 第1の伝送線路
- 11.6 第2の伝送線路
- 11.7 抵抗器
- D1、D2 ダイオード

40

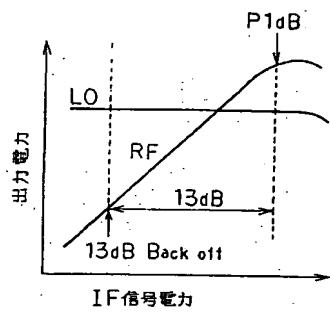
【図 1】



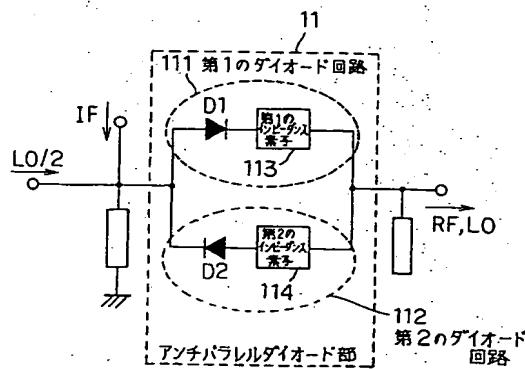
【図 2】



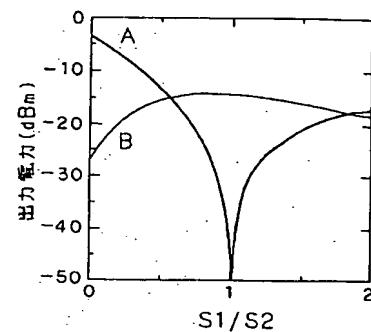
【図 5】



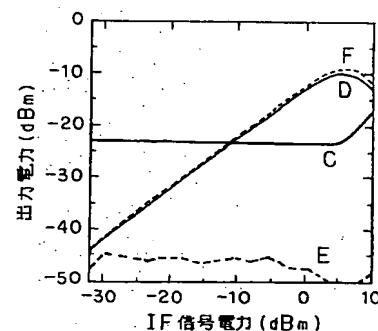
【図 6】



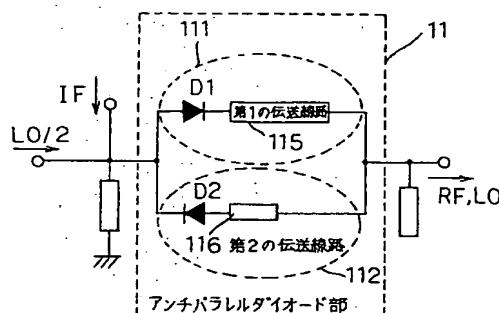
【図 3】



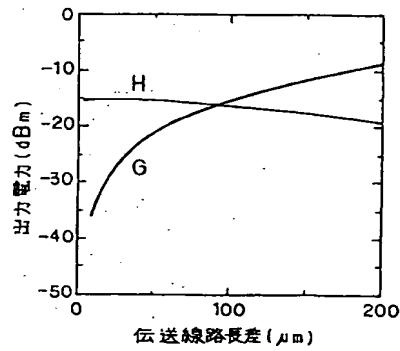
【図 4】



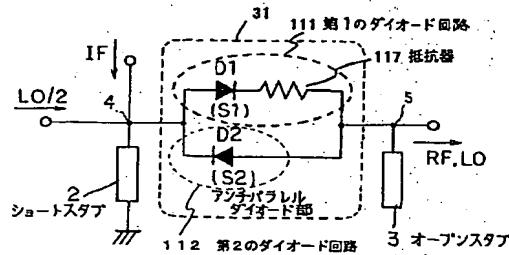
【図 7】



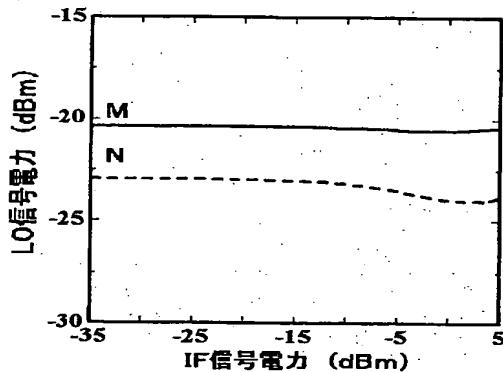
【図 8】



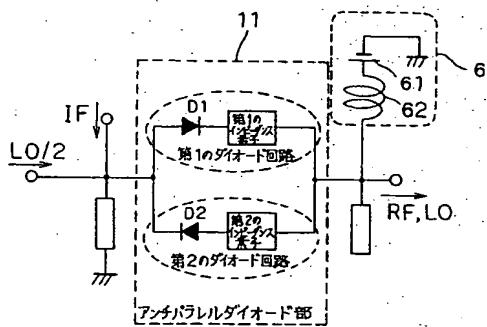
[図9]



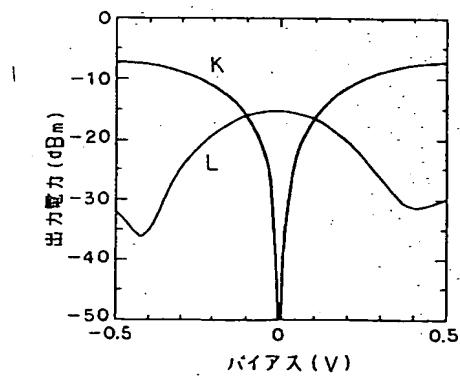
【図 10】



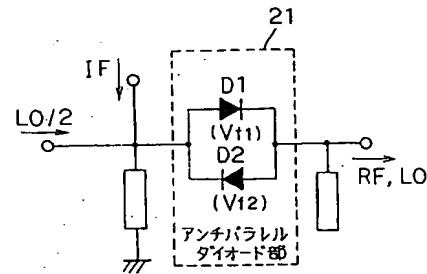
【図 1 3】



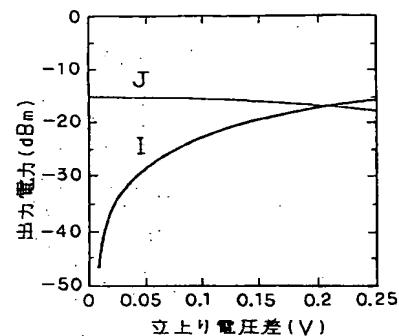
[四 1 4]



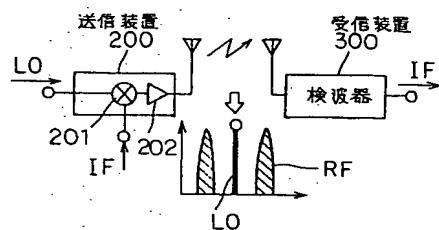
〔図11〕



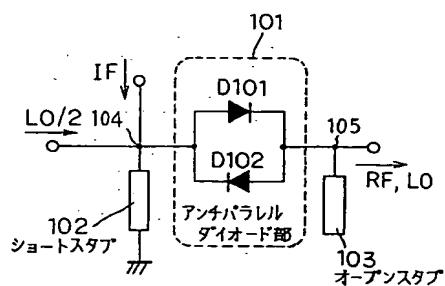
【図12】



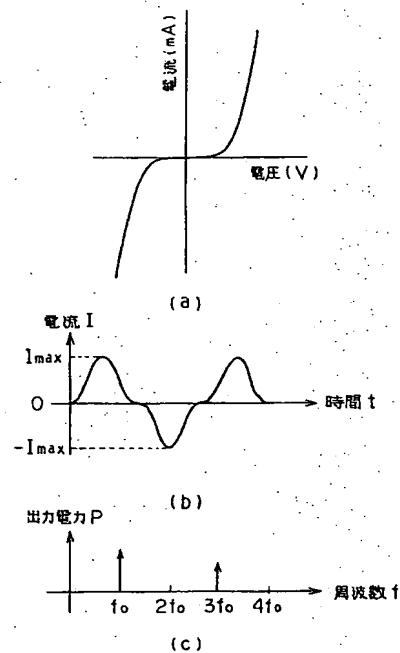
【図 15】



【図 1 6】



【図 17】



フロントページの続き

(72) 発明者 丸橋 建一
東京都港区芝五丁目 7 番 1 号 日本電気株式会社内

(72) 発明者 伊東 正治
東京都港区芝五丁目 7 番 1 号 日本電気株式会社内

(72) 発明者 大畠 恵一
東京都港区芝五丁目 7 番 1 号 日本電気株式会社内